

09.11.2004

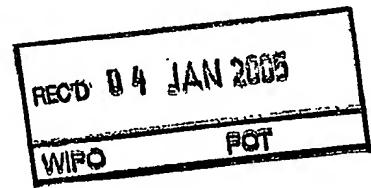
日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日 2004年 2月 3日
Date of Application:

出願番号 特願2004-027036
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2004-027036]



出願人 株式会社村田製作所
Applicant(s):

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年12月17日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小川

洋

【書類名】 特許願
【整理番号】 20040018
【提出日】 平成16年 2月 3日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02M 3/155
【発明者】
【住所又は居所】 京都府長岡京市天神二丁目 26番10号
株式会社村田製作所内
【氏名】 細谷 達也
【発明者】
【住所又は居所】 京都府長岡京市天神二丁目 26番10号
株式会社村田製作所内
【氏名】 竹村 博
【特許出願人】
【識別番号】 000006231
【氏名又は名称】 株式会社村田製作所
【代理人】
【識別番号】 100084548
【弁理士】
【氏名又は名称】 小森 久夫
【手数料の表示】
【予納台帳番号】 013550
【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
【物件名】 特許請求の範囲 1
【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9004875

【書類名】特許請求の範囲**【請求項1】**

インダクタまたはトランスと、該インダクタまたはトランスに流れる電流をスイッチングする複数のスイッチ素子を備え、これらのスイッチ素子をオンオフすることにより電力を変換するスイッチング電源装置において、

オン状態のスイッチ素子がターンオフすることにより発生する電圧または電流の変化を受けて次のスイッチ素子をターンオンし、順次、連鎖的にスイッチ素子をオン・オフさせ、この一連のスイッチ素子のオン・オフ動作を周期的に繰り返し、且つ各スイッチ素子のオン期間を各スイッチ素子毎に独立した条件にて決定し、各スイッチ素子のオン期間を制御するスイッチング制御回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項2】

前記複数のスイッチ素子のうち連続する2つのスイッチ素子のオン期間の間には、該2つのスイッチ素子が共にオフとなるデッドタイムが形成され、該デッドタイムは、オン状態のスイッチ素子がターンオンしてから次のスイッチ素子がターンオンするまでの遅延時間により形成されることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源装置。

【請求項3】

前記スイッチ素子の両端電圧がゼロ電圧またはゼロ電圧付近まで低下してから、該スイッチ素子がターンオンするように前記デッドタイムが設定されていることを特徴とする請求項2に記載のスイッチング電源装置。

【請求項4】

前記スイッチング制御回路は前記複数のスイッチ素子のうちオン状態のスイッチ素子のターンオフにより前記インダクタまたは前記トランスに発生する電圧を用いて、次のスイッチ素子をターンオンすることを特徴とする請求項1～3のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項5】

前記スイッチング制御回路は負荷への出力電圧を検出して該出力電圧に応じて前記オン期間を決定することを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項6】

前記スイッチング制御回路は前記インダクタまたは前記トランスに発生する電圧の変化または極性を検出して前記オン期間を決定することを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項7】

前記スイッチング制御回路は前記インダクタまたは前記トランスに流れる電流を検出して前記オン期間を決定することを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項8】

前記スイッチング制御回路は前記スイッチ素子の両端間の電圧を検出して前記オン期間を決定することを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項9】

前記スイッチング制御回路は前記スイッチ素子に流れる電流を検出して前記オン期間を決定することを特徴とする請求項1～4のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項10】

前記スイッチング制御回路は前記スイッチ素子に流れる電流がゼロまたはゼロ付近となってから該スイッチ素子がターンオフするように該スイッチ素子のオン期間を決定することを特徴とする請求項9に記載のスイッチング電源装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】スイッチング電源装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数のスイッチング素子を備えたスイッチング電源の制御方法、特に発振回路を必要としない制御方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

スイッチング電源におけるスイッチング素子の制御方法としては、一般にPWM (Pulse Width Modulation) 方式とPFM (Pulse Frequency Modulation) 方式と呼ばれる制御方式がある（非特許文献1参照）。

【0003】

PWM方式は、スイッチング周期に対するスイッチ素子のオン期間比率を制御する方式であり、一般にスイッチング周期は一定である。複数のスイッチ素子を有する場合、それぞれのスイッチ素子におけるオン時比率の関係は、同一または逆数の関係となる。

【0004】

PFM方式は、スイッチング周波数を制御する方式であり、一般にスイッチ素子のオン期間比率は一定である。複数のスイッチ素子を有する場合、それぞれのスイッチ素子におけるオン時比率およびスイッチング周波数の関係は同一となる。

【非特許文献1】電気工学ハンドブック（第6版）社団法人電気学会発行、2001年2

月20日、20編9章2節スイッチングレギュレータ、p 851-852

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

従来技術では、複数のスイッチ素子を有する場合、発振回路を備えていて、その発振回路の発振信号を基準にして複数の駆動信号を作り、これらをスイッチ素子の制御端子に伝達している。このため、駆動信号を伝達する経路や駆動回路において遅れ時間や進み時間が生じた場合、直列関係にある複数のスイッチ素子を順に駆動する必要があるにも拘わらず、複数のスイッチ素子が同時オン状態となる現象が生じる。このような現象が生じると正常動作しないだけでなく、過電流等により電源装置が破壊する場合があり、信頼性が著しく低下する。

【0006】

そこで、この同時オンの現象を避けるために、複数のスイッチ素子が共にオフ状態となるデッドタイムを設けていた。しかし、このデッドタイムは電圧変換に寄与しない時間であるので、必要以上に長いデッドタイムの形成は電力変換効率を低下させる要因となっていた。また、PWM方式ではオン時比率が、PFM方式ではスイッチング周波数がそれぞれ変化するため、このデッドタイムを適切に設定することは非常に困難で複雑な構成を必要としていた。

【0007】

また、当然ながら従来技術では基準となる発振回路が必要であった。

さらに、従来技術では、基準となるスイッチ素子のオン期間を変化させることで出力電圧を安定化する制御が行われていたが、制御される条件は、例えば1つの出力電圧を一定電圧に保つ、という1つの条件だけであった。

【0008】

この発明の目的は、複数のスイッチ素子の同時オンによる不具合の問題を解消し、所定条件を満たす状態に制御する際の条件を複数定められるようにし、さらに基準となる発振回路も不要にしたスイッチング電源装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

(1) この発明のスイッチング電源装置は、インダクタまたはトランスと、該インダク

タまたはトランスに流れる電流をスイッチングする複数のスイッチ素子を備え、これらのスイッチ素子をオンオフすることにより電力を変換するスイッチング電源装置において、

オン状態のスイッチ素子がターンオフすることにより発生する電圧または電流の変化を受けて次のスイッチ素子をターンオンし、順次、連鎖的にスイッチ素子をオン・オフさせ、この一連のスイッチ素子のオン・オフ動作を周期的に繰り返し、且つ各スイッチ素子のオン期間を各スイッチ素子毎に独立した条件にて決定し、各スイッチ素子のオン期間を制御するスイッチング制御回路を備えたことを特徴としている。

【0010】

(2) この発明のスイッチング電源装置は、(1)において複数のスイッチ素子のうち連続する2つのスイッチ素子のオン期間の間には、該2つのスイッチ素子が共にオフとなるデッドタイムが形成され、該デッドタイムはオン状態のスイッチ素子がターンオンしてから次のスイッチ素子がターンオンするまでの遅延時間により形成されていることを特徴としている。

【0011】

(3) この発明のスイッチング電源装置は、(2)において前記スイッチ素子の両端電圧がゼロ電圧またはゼロ電圧付近まで低下してから、該スイッチ素子がターンオンするように前記デッドタイムが設定されていることを特徴としている。

【0012】

(4) この発明のスイッチング電源装置は、(1)～(3)において、複数のスイッチ素子のうちオン状態のスイッチ素子のターンオフにより前記インダクタまたは前記トランスに発生する電圧を用いて、次のスイッチ素子をターンオンすることを特徴としている。

【0013】

(5) この発明のスイッチング電源装置は、(1)～(4)においてスイッチング制御回路は負荷への出力電圧を検出して該出力電圧に応じて前記オン期間を決定することを特徴としている。

【0014】

(6) この発明のスイッチング電源装置は、(1)～(4)においてスイッチング制御回路は前記インダクタまたは前記トランスに発生する電圧の変化または極性を検出して前記オン期間を決定することを特徴としている。

【0015】

(7) この発明のスイッチング電源装置は、(1)～(4)においてスイッチング制御回路は前記インダクタまたは前記トランスに流れる電流を検出して前記オン期間を決定することを特徴としている。

【0016】

(8) この発明のスイッチング電源装置は、(1)～(4)において、スイッチング制御回路はスイッチ素子の両端間の電圧を検出して前記オン期間を決定することを特徴としている。

【0017】

(9) この発明のスイッチング電源装置は、(1)～(4)において、スイッチング制御回路はスイッチ素子に流れる電流を検出して前記オン期間を決定することを特徴としている。

【0018】

(10) この発明にスイッチング電源装置は、(9)において、スイッチング制御回路は前記スイッチ素子に流れる電流がゼロまたはゼロ付近となってから該スイッチ素子がターンオフするように該スイッチ素子のオン期間を決定することを特徴としている。

【発明の効果】

【0019】

(1) この発明によれば、オン状態のスイッチ素子がターンオフしたことにより次のスイッチ素子をターンオンするため、原理的に2つのスイッチ素子が同時にオン状態となる不具合が発生せず、スイッチング電源装置の信頼性が向上する。

また、従来は基準となるスイッチング素子のオン期間を変化させることで出力を安定化する制御が行われ、出力電圧は制御されるが、制御される条件は1つであったが、この発明によれば、2つ以上、最大でスイッチ素子の数だけ条件を成立させることができる。

また、スイッチ素子のオンパルスの累積によってスイッチング周波数が決定され、各スイッチ素子のオン期間を設定することにより発振回路が不要となる。

【0020】

(2) この発明によれば、複数のスイッチ素子のうち連続する2つのスイッチ素子のオン期間の間にスイッチング素子のオンオフの遅れ時間によるデッドタイムが形成され、複数のスイッチ素子が同時にオンすることによるスイッチング電源装置の信頼性が向上する。また、デッドタイムがターンオンするまでの遅延時間により設定されるため、デッドタイムを適切に設定することが容易であり、且つ各スイッチ素子のオン期間が変化してスイッチング周波数やオン時比率が変化してもデッドタイムが必要以上に長くなったり、短くなったりしないので電力変換効率を高く維持できる。

【0021】

(3) この発明によれば、スイッチ素子の両端電圧がゼロ電圧またはゼロ電圧付近まで低下してから、スイッチ素子がターンオンするので、ゼロ電圧でターンオンするゼロ電圧スイッチング動作により、スイッチング損失を大幅に低減して高効率化を図ることができる。

【0022】

(4) この発明によれば、複数のスイッチ素子のうちオン状態のスイッチ素子のターンオフによりインダクタまたはトランジスに発生する電圧を用いて、次のスイッチ素子をターンオンするスイッチング制御回路を設けたことにより、インダクタまたはトランジスから発生する電圧信号をトリガー信号として容易に取り出すことができ、且つ、スイッチ素子を駆動する電圧として利用できるため、回路構成が簡素化できる。

【0023】

(5) この発明によれば、負荷への出力電圧を検出して、その電圧に応じて前記オン期間を決定するようにしたことにより、定電圧電源装置を容易に構成できる。

【0024】

(6) この発明によれば、トランジスに発生する電圧の変化（立ち下がり・立ち上がり）または極性を検出してスイッチ素子のオン期間を決定するようにしたことにより、トランジスから発生する電圧信号をトリガー信号として容易に用いることができ、回路構成が簡素化できる。

【0025】

(7) この発明によれば、トランジスに流れる電流を検出して前記オン期間を決定するようにしたことにより、例えば整流ダイオードの導通時間とスイッチ素子のオン期間を等しくでき、整流ダイオードおよびトランジスに流れる電流のピーク値および実効電流を低減して導通損失を低減することができる。

【0026】

(8) この発明によれば、スイッチ素子の両端間の電圧を検出して前記オン期間を決定するようにしたことにより、スイッチ素子のオン状態・オフ状態を確実に判断してトリガ信号として容易に用いることができる。

【0027】

(9) この発明によれば、スイッチング制御回路は前記スイッチ素子に流れる電流を検出して前記オン期間を決定することにより、スイッチ素子の状態を確実に判定してスイッチ素子を制御でき、必要且つ十分なデッドタイムが形成できる。

【0028】

(10) この発明によれば、スイッチング制御回路はスイッチ素子に流れる電流がゼロまたはゼロ付近となってから該スイッチ素子がターンオフするようにことにより、ゼロ電流でターンオンするゼロ電流スイッチング動作により、スイッチング損失を大幅に低減して高効率化を図ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

第1の実施形態に係るスイッチング電源装置について図1を参照して説明する。図1の(A)はスイッチング電源装置の回路図、(B)はその各部の波形とタイミング関係を示す図である。

【0030】

図1の(A)において V_i は入力電源、Tはトランスであり、その1次巻線 L_p に第1のスイッチ素子Q1を接続している。トランスTの2次巻線 L_s には整流ダイオードDs1と平滑コンデンサC1からなる第1の整流平滑回路を設けている。また整流ダイオードDs2、第2のスイッチ素子Q2、および第2の平滑コンデンサC2からなる第2の整流平滑回路を構成している。さらに、整流ダイオードDs3、第3のスイッチ素子Q3、および第3の平滑コンデンサC3からなる第3の整流平滑回路を構成している。

【0031】

第1のスイッチング制御回路CNT1は第1のスイッチ素子Q1のオンオフ制御、第2のスイッチング制御回路CNT2は第2のスイッチ素子Q2のオンオフ制御、第3のスイッチング制御回路CNT3は第3のスイッチング素子Q3のオンオフ制御をそれぞれ行う。図中スイッチング制御回路CNT1、CNT2、CNT3へ入る破線はトリガの経路、実線はフィードバックの経路をそれぞれ概略的に表している。

【0032】

これらのスイッチング制御回路のうち、第1のスイッチング制御回路CNT1は、トランスTの電圧(トランス電圧 V_t)をトリガとして入力し、Q1のドレイン電圧の立ち上がりタイミングでQ1をターンオンさせる。また、第1の出力端子OUT1の出力電圧 V_o1 を検出し、 V_o1 が所定電圧になるように第1のスイッチ素子Q1のオン期間を決定する。すなわちQ1のオン期間が必要な時間となるタイミングでQ1をターンオフする。

【0033】

第2のスイッチング制御回路CNT2は、トランスTの電圧(トランス電圧) V_t をトリガとして入力し、トランスTの電圧(トランス電圧 V_t)の反転タイミングで第2のスイッチ素子Q2をターンオンさせる。そして、第2の出力端子OUT2の電圧 V_o2 を検出し、 V_o2 が所定電圧となるように第2のスイッチ素子Q2のオン期間を決定する。すなわちQ2のオン期間が必要な時間となるタイミングでQ2をターンオフする。

【0034】

第3のスイッチング制御回路CNT3は、第2のスイッチ素子Q2のドレイン電圧をトリガとして入力し、Q2のドレイン電圧の立ち上がりタイミングでQ3をターンオンさせる。そして、第3の出力端子OUT3の電圧 V_o3 を検出し、 V_o3 が所定電圧となるように第3のスイッチ素子Q3のオン期間を決定する。すなわちQ3のオン期間が必要な時間となるタイミングでQ3をターンオフする。

【0035】

図1の(B)において、 V_t はトランスTの電圧(トランス電圧)、Q1、Q2、Q3、Dsはそれぞれ第1～第3のスイッチ素子Q1～Q3および第1の整流ダイオードDs1の状態をそれぞれ示している。ここでハイレベルがオン状態、ローレベルがオフ状態である。

【0036】

(1) 状態1 [$t_0 \sim t_1$]

まず、時刻 t_0 でトランスTの電圧(トランス電圧 V_t)が反転すると、そのタイミングから遅れ時間 Δt_d1 の後に第1のスイッチング制御回路CNT1により、第1のスイッチ素子Q1のゲート電圧がハイレベルになり、Q1がターンオンする。この遅れ時間 Δt_d1 はトランスTの1次側のインダクタンス、Q1のドレイン・ソース間の寄生容量等によって定まる共振期間に応じて設定され、Q1のドレイン-ソース間電圧がゼロ電圧となるタイミングでターンオンするように設定され、これによりQ1のゼロ電圧スイッチング動作が行われ、スイッチング損失が大幅に低減される。

【0037】

その後、第1のスイッチング制御回路C N T 1は第1の出力端子O U T 1の電圧V o 1の電圧が所定値となるようにQ 1のオン期間t o n 1を定める。すなわち、時刻t o から $\Delta t d 1 + t o n 1$ が経過した時点t 1でQ 1のゲート電圧をローレベルにする。これによりQ 1はターンオフする。このQ 1のオン期間t o n 1によってトランジストの励磁エネルギーが定まり、結果的にV o 1の電圧が定まる。

【0038】

(2) 状態2 [t 1～t 2]

Q 1がターンオフすると、トランジスト電圧V tが反転する。第2のスイッチング制御回路C N T 2はトランジストの2次巻線L sの電圧をトリガ信号として受け、このトランジスト電圧V tの反転タイミングt 1で第2のスイッチ素子Q 2のゲート電圧をハイレベルにする。したがって、このタイミングt 1から遅れ時間 $\Delta t d 2$ の後にQ 2はターンオンする。この遅れ時間 $\Delta t d 2$ はトランジストの2次側のインダクタンス、Q 2のドレイン・ソース間の寄生容量等によって定まる共振期間に応じて設定され、Q 2のドレイン-ソース間電圧がゼロ電圧となるタイミングでターンオンするように設定され、これによりQ 2のゼロ電圧スイッチング動作が行われる。

【0039】

第2のスイッチング制御回路C N T 2は第2の出力端子O U T 2の電圧V o 2の電圧が所定値となるようにQ 2のオン期間t o n 2を定める。すなわち、時刻t 1から $\Delta t d 2 + t o n 2$ が経過した時点t 2でQ 2のゲート電圧をローレベルにする。

【0040】

(3) 状態3 [t 2～t 3]

第3のスイッチング制御回路C N T 3はQ 2のドレイン電圧をトリガ信号として受けるので、Q 2がt 2でターンオフすると、そのタイミングから遅れ時間 $\Delta t d 3$ の後に第3のスイッチ素子Q 3がターンオンする。この遅れ時間 $\Delta t d 3$ はトランジストの2次側のインダクタンス、Q 3のドレイン・ソース間の寄生容量等によって定まる共振期間に応じて設定され、Q 3のドレイン-ソース間電圧がゼロ電圧となるタイミングでターンオンするように設定され、これによりQ 3のゼロ電圧スイッチング動作が行われる。

【0041】

第3のスイッチング制御回路C N T 3は第3の出力端子O U T 3の電圧V o 3の電圧が所定値となるようにQ 3のオン期間t o n 3を定める。すなわち、時刻t 2から $\Delta t d 3 + t o n 3$ が経過した時点t 3でQ 2のゲート電圧をローレベルにする。

【0042】

(4) 状態4 [t 3～t o]

Q 3がターンオフすると、そのタイミングから遅れ時間 $\Delta t d 4$ の後に第1の整流ダイオードD s 1がオンする。これはV o 1 > V o 3 > V o 2の関係にあって、Q 2, Q 3が共にオフ状態の時に初めてD s 1に順方向電圧が印加されてD s 1がオンするからである。

【0043】

その後、第1のスイッチング制御回路C N T 1は第1の出力端子O U T 1の電圧V o 1の電圧が所定値となるように、整流ダイオードD s 1のオン期間t o n dが定まり、D s 1の電流が0となり、逆電圧が印加されると時刻t oでトランジストの電圧が反転する。すなわち、時刻t 3から $\Delta t d 4 + t o n d$ が経過した時点でD s 1はオフとなり、第1のスイッチング制御回路C N T 1は時刻t oから遅れ時間 $\Delta t d 1$ の後に第1のスイッチ素子Q 1のゲート電圧をハイレベルにする。このタイミングt oは最初のt oと同じである。

【0044】

このように図1の(B)に示した周期Tを1周期として繰り返すことによって、第1～第3の出力端子O U T 1～O U T 3に所定の電圧V o 1, V o 2, V o 3をそれぞれ得ることができる。

【0045】

このような構成により、オン状態のスイッチ素子がターンオフすることに連鎖して次のスイッチ素子をターンオンするため、すなわち因果律にしたがって時間経過順に各スイッチング素子のオンオフ状態が変化する。そして、オン状態のスイッチ素子がターンオフしてから次のスイッチ素子がターンオンするまでに必然的に遅れ時間が入るので、この遅れ時間がデッドタイムとして形成される。そのため2つのスイッチ素子が同時にオン状態となる不具合は原理的に発生せず、スイッチング電源装置の信頼性が向上する。しかも、そのデッドタイムを適切に設定することによりゼロ電圧スイッチング動作等を行うことができ、必要以上に長くすることもなく、電力変換効率を高く維持できる。

【0046】

また、スイッチ素子のオンパルスの累積がスイッチング周波数となるため、発振回路が不要である。さらに、スイッチ素子の数に相当する複数の出力（この第1の実施形態では3つの出力）の電圧をそれぞれ独立に安定化することができる。この例では複数の出力端子の電圧がそれぞれ所定値となることを条件としたが、スイッチ素子のオン期間によって制御可能な要素であれば電圧制御以外に電流制御等も可能である。すなわち、スイッチ素子の数に相当するだけ独立した条件を満たすことができる。

【0047】

なお、上述の例では、第1・第2のスイッチ素子Q2, Q3のターンオフをQ2, Q3のドレイン電圧で検出するようにしたが、スイッチ素子に流れる電流を検出して、そのターンオフを検知するようにしてもよい。また、上述の例では、Q2のトリガとして、トランジストTの2次巻線Lsの電圧からトランジスト電圧を検出するようにしたが、その1次巻線Lpの電圧でトランジスト電圧の変化を検出するようにしてもよい。さらに、トランジスト電圧の立ち下がりを検出する代わりに、トランジスト電圧の極性の変化を検出するようにしてもよい。

【0048】

また、上述の説明では、定常状態において出力電圧が所定値となる動作について述べたが、起動時等、出力電圧が所定値に至るまでの過渡時については、例えば各スイッチ素子の最大オン時間を設定しておくことにより、一連のスイッチング動作が周期的に繰り返され、定常状態へと移行する。

【0049】

次に、第2の実施形態に係るスイッチング電源装置について図2を参照して説明する。図2の(A)はスイッチング電源装置の回路図、(B)はその各部の波形とタイミング関係を示す図である。

【0050】

図2の(A)において、トランジストTの1次巻線LpにインダクタLrを接続している。また、このインダクタLrとトランジストTの1次巻線Lpと共に閉ループをなすように第2のスイッチ素子Q2およびキャパシタCrを設けている。トランジストTの2次巻線Lsには整流ダイオードDsおよび平滑コンデンサCoからなる整流平滑回路を接続している。

【0051】

第1のスイッチング制御回路CNT1は第1のスイッチ素子Q1のオンオフ制御、第2のスイッチング制御回路CNT2は第2のスイッチ素子Q2のオンオフ制御をそれぞれ行う。図中スイッチング制御回路CNT1, CNT2へ入る破線はトリガの経路、実線はフィードバックの経路を概略的に示している。

【0052】

第1のスイッチング制御回路CNT1はトランジストTの電圧（トランジスト電圧）の立ち上がり反転タイミングをトリガとして入力する。また、出力電圧Voを検出し、Voが所定電圧になるように第1のスイッチ素子Q1のオン期間を制御する。

【0053】

第2のスイッチング制御回路CNT2はトランジストTのトランジスト電圧の立ち下がり反転タイミングをトリガとして入力する。また、キャパシタCr両端の電圧vcを検出し、vcが所定電圧となるように、または所定電圧を超えないようにQ2のオン期間を制御する。

【0054】

図2の(B)において、 V_t はトランス電圧の波形、Q1, Q2はそれぞれ第1・第2のスイッチ素子Q1, Q2の状態を示している。ここでハイレベルがオン状態、ローレベルがオフ状態である。

【0055】

(1) 状態1 [$t_0 \sim t_1$]

まず時刻 t_0 で第1のスイッチング制御回路CNT1がトリガ信号を受けると、所定の遅れ時間 Δt_1 の後、Q1のゲート電圧をハイレベルにする。これによりQ1がターンオンする。この第1のスイッチ素子Q1のオン期間 t_{on1} によって出力電圧 V_o が変化するので、所定の出力電圧 V_o が得られるように t_{on1} を定める。すなわち、時刻 t_0 から $\Delta t_1 + t_{on1}$ が経過した時点で第1のスイッチ素子Q1のゲート電圧をローレベルにしてQ1をターンオフする。

【0056】

(2) 状態2 [$t_1 \sim t_0$]

Q1がターンオフすると、トランス電圧 V_t が反転する。第2のスイッチング制御回路CNT2はトランス電圧 V_t の反転タイミングをトリガとして、遅れ時間 Δt_2 の後、Q2のゲート電圧をハイレベルにする。これにより第2のスイッチ素子Q2がターンオンする。

【0057】

このQ2のオン期間 t_{on2} によってキャパシタCrの両端電圧 v_c が変化するので、 v_c が所定電圧となるように t_{on2} を定める。すなわち、時刻 t_1 から $\Delta t_2 + t_{on2}$ が経過した時点で第2のスイッチング制御回路CNT2はQ2のゲート電圧をローレベルにする。これにより、Q2がターンオフする。

【0058】

Q2がターンオフすると、トランス電圧 V_t が再び反転するので、第1のスイッチング制御回路CNT1は、これをトリガとして時刻 t_0 から遅れ時間 Δt_1 の後、第1のスイッチ素子Q1のゲート電圧をハイレベルにする。このタイミング t_0 は最初の t_0 と同じである。

【0059】

このように図2の(B)に示した周期Tを1周期として繰り返すことによって、電圧クリップ型のフラバックコンバータとして作用し、この例では負荷への出力電圧 V_o を一定に保ち、且つキャパシタCrの両端電圧 v_c が安定電圧となるように制御する。また、遅れ時間 Δt_1 および Δt_2 を適切に設定することにより、Q1およびQ2のゼロ電圧スイッチング動作が行われ、スイッチング損失を大幅に低減することができる。

【0060】

上述した例では、定電圧電源装置として動作させる場合についてあったが、 V_o , v_c を検出して2つのスイッチ素子Q1, Q2のオン期間 t_{on1} , t_{on2} をそれぞれ定めることにより、 t_{on1} , t_{on2} の制御によって2つの電圧 V_o , v_c を所定条件を満たすように制御できる。

【0061】

なお、第1・第2のスイッチング制御回路CNT1, CNT2はQ1, Q2のターンオフによりインダクタLrに発生する電圧を検出するようにしてもよい。

【0062】

次に、第3の実施形態に係るスイッチング電源装置について図3を参照して説明する。図3の(A)はスイッチング電源装置の回路図、(B)はその各部の波形とタイミング関係を示す図である。

【0063】

図2に示した場合と異なり、この例ではトランスTの3次巻線 L_t を備えていて、その3次巻線 L_t に整流ダイオードD_{s2}と平滑コンデンサC₂による整流平滑回路を接続している。第2のスイッチング制御回路CNT2は第2の出力端子OUT2の出力電圧 V_o を検出してフィードバック制御を行う。その他の構成は第2の実施形態の場合と同様である。

あり、このスイッチング電源装置は、電圧クランプ型のフラバッケンバータとして作用する。

【0064】

したがって、入力電源 v_i の電圧や負荷電流に関わらず第1・第2のスイッチング制御回路 CNT1, CNT2 による第1・第2のスイッチ素子 Q1, Q2 のオン期間 t_{on1} , t_{on2} の制御によって出力電圧 V_o1 , V_o2 を所定電圧に保つことができる。

【0065】

次に第4の実施形態に係るスイッチング電源装置について図4を参照して説明する。図4の(A)はスイッチング電源装置の回路図、(B)はその各部の波形とタイミング関係を示す図である。

【0066】

図4の(A)に示すように、このインダクタ L_r とトランジスタ T の1次巻線 L_p と共に閉ループをなすように第1のスイッチ素子 Q1 とキャパシタ C_{r1} を接続している。また、第1・第2のスイッチ素子 Q1, Q2 を直列に接続するとともに、 L_r , L_p と共にもう一つの閉ループを構成するように、第2のスイッチ素子 Q2 とキャパシタ C_{r2} を接続している。トランジスタ T の2次巻線 L_{s1} , L_{s2} にはそれぞれ整流ダイオード Ds1, Ds2 を接続し、平滑コンデンサ C_o と共に整流平滑回路を構成している。

【0067】

第1のスイッチング制御回路 CNT1 はトランジスタ T の電圧(トランジスタ電圧)の立ち上がりタイミングをトリガとして入力する。また、出力電圧 V_o を検出し、 V_o が所定電圧になるように第1のスイッチ素子 Q1 のオン期間を制御する。

【0068】

第2のスイッチング制御回路 CNT2 はトランジスタ T のトランジスタ電圧の立ち下がりタイミングをトリガとして入力する。また、トランジスタ T のトランジスタ電圧 V_t を検出し、 V_t が0となると Q2 をターンオフさせる。

【0069】

図4の(B)において、 V_t はトランジスタ電圧の波形、 i_t はトランジスタ T の1次巻線 L_p に流れる電流の波形である。また、Q1, Q2 はそれぞれ第1・第2のスイッチ素子 Q1, Q2 の状態を示している。ここでハイレベルがオン状態、ローレベルがオフ状態である。

【0070】

(1) 状態1 [$t_0 \sim t_1$]

図4の(B)に示すように、まずトランジスタ電圧 V_t が立ち上がるタイミング t_0 から遅延時間 Δt_1 の後、第1のスイッチング制御回路 CNT1 が Q1 のゲート電圧をハイレベルにして、Q1 がターンオンする。

【0071】

Q1 のターンオンの後、出力電圧 V_o が所定電圧になるように Q1 のオン期間 t_{on1} を定める。すなわち、時刻 t_0 から $\Delta t_1 + t_{on1}$ が経過した時点で Q1 のゲート電圧をローレベルにする。これにより Q1 がターンオフする。

【0072】

(2) 状態2 [$t_1 \sim t_0$]

Q1 がターンオフすると、トランジスタ電圧 V_t が立ち下がる。第2のスイッチング制御回路 CNT2 はトランジスタ電圧 V_t の立ち下がりタイミングをトリガとして遅れ時間 Δt_2 の後、Q2 のゲート電圧をハイレベルにする。これにより第2のスイッチ素子 Q2 がターンオンする。

【0073】

トランジスタ電圧 V_t が0になると、第2のスイッチング制御回路 CNT2 は Q2 のゲート電圧をローレベルにする。これにより、Q2 はターンオフする。

【0074】

Q2 がターンオフすると、トランジスタ電圧 V_t が再び立ち上がる所以、第1のスイッチ

ゲ制御回路CNT1は、これをトリガとし、遅れ時間 Δt_1 の後、第1のスイッチ素子Q1のゲート電圧をハイレベルにする。このタイミング t_0 は最初の t_0 と同じである。

【0075】

このように図4の(B)に示した周期Tを1周期として繰り返すことによって、電流共振型のハーフブリッジコンバータとして作用する。

【0076】

この実施形態によれば、トランス電圧 V_t が0となると、第2のスイッチ素子Q2がターンオフするため、トランス電圧 V_t に対して遅れ位相となるトランス電流(トランスTの1次巻線 L_p に流れる電流 i_t)により、Q1, Q2の寄生容量を充放電してQ1のゼロ電圧スイッチング動作が可能となる。その結果、Q1およびQ2のスイッチング損失を大幅に低減できる。なお、図4ではキャパシタ C_{r1} と C_{r2} を用いたが、どちらか一方を削除しても同様の効果が得られる。

【0077】

次に第5の実施形態に係るスイッチング電源装置について図5を参照して説明する。図5の(A)はスイッチング電源装置の回路図、(B)はその各部の波形とタイミング関係を示す図である。

【0078】

図2に示した場合と異なり、第2のスイッチング制御回路CNT2はトランスTの2次巻線 L_s に流れる電流 i_s を検出して第2のスイッチ素子Q2のオン期間 t_{on2} を定める。

【0079】

図5の(B)において、 V_t はトランス電圧の波形、 i_s はトランスTの2次巻線 L_s に流れる電流の波形である。また、Q1, Q2はそれぞれ第1・第2のスイッチ素子Q1, Q2の状態を示している。ここでハイレベルがオン状態、ローレベルがオフ状態である。

【0080】

(1) 状態1 [$t_0 \sim t_1$]

まず第1のスイッチング制御回路CNT1が、電流 i_s が0となってから Δt_1 の遅れ時間の後、第1のスイッチ素子Q1のゲート電圧をハイレベルにしてQ1がターンオンする。第1のスイッチング制御回路CNT1は出力電圧 V_0 が所定電圧となるようにQ1のオン期間 t_{on1} を定め、時刻 t_1 でQ1をターンオフさせる。

【0081】

(2) 状態2 [$t_1 \sim t_0$]

これにより、トランス電圧 V_t が反転し、第2のスイッチング制御回路CNT2がそれをトリガにして Δt_2 遅れた後、第2のスイッチ素子Q2のゲート電圧をハイレベルにする。これにより、Q2はターンオンする。第2のスイッチング制御回路CNT2は2次巻線 L_s の電流 i_s が0になるとそれをトリガとしてQ2のゲート電圧をローレベルにし、Q2をターンオフさせる。これによりQ2のオン期間 t_{on2} が定まる。このタイミングは上述の最初のタイミング t_0 である。

以上の動作を繰り返すことによって定電圧電源装置として作用する。

【0082】

この実施形態によれば、2次巻線電流 i_s が0になったときに第2のスイッチ素子Q2がターンオフするため、整流ダイオード D_s の導通時間とQ2のオン期間が等しくなる。その結果、Q2に流れる電流が0のときにターンオフすることができ、ゼロ電流スイッチング動作が行われ、スイッチング損失を大幅に低減することができる。また、スイッチ素子Q2、整流ダイオード D_s およびトランスTに流れる電流 i_s のピーク値および実効電流を低減して導通損失を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0083】

【図1】第1の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図および波形図

- 【図2】第2の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図および波形図
- 【図3】第3の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図および波形図
- 【図4】第4の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図および波形図
- 【図5】第5の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図および波形図

【符号の説明】

【0084】

T-トランス

L_p-1次巻線L_s-2次巻線V_i-入力電源

Q1-第1のスイッチ素子

Q2-第2のスイッチ素子

Q3-第3のスイッチ素子

D_{s1}~D_{s3}-整流ダイオード

C1-第1の平滑コンデンサ

C2-第2の平滑コンデンサ

C3-第3の平滑コンデンサ

CNT1-第1のスイッチング制御回路

CNT2-第2のスイッチング制御回路

CNT3-第3のスイッチング制御回路

V_{o1}-第1の出力電圧V_{o2}-第2の出力電圧V_{o3}-第3の出力電圧

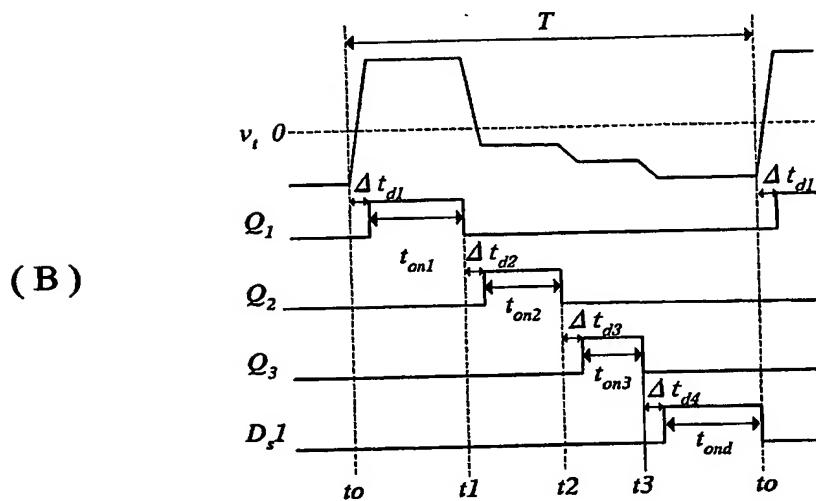
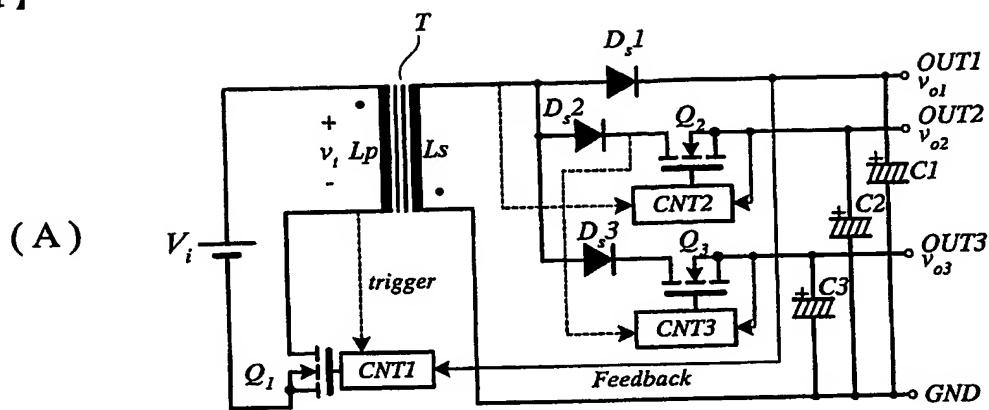
OUT1-第1の出力端子

OUT2-第2の出力端子

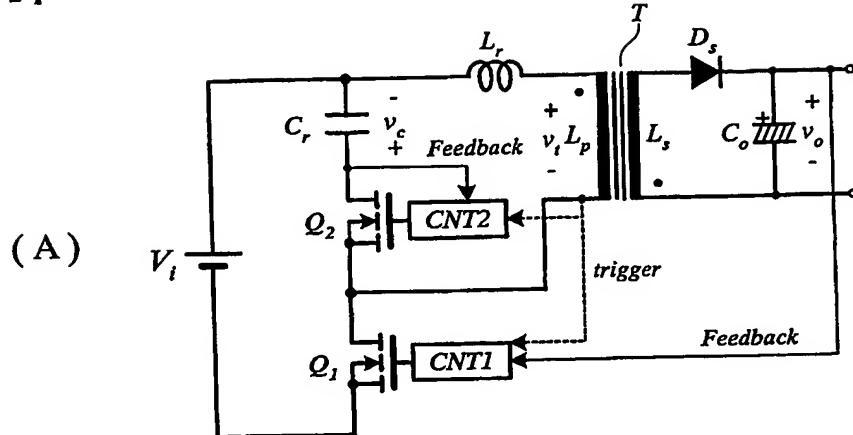
OUT3-第3の出力端子

L_r-インダクタC_r-キャパシタ

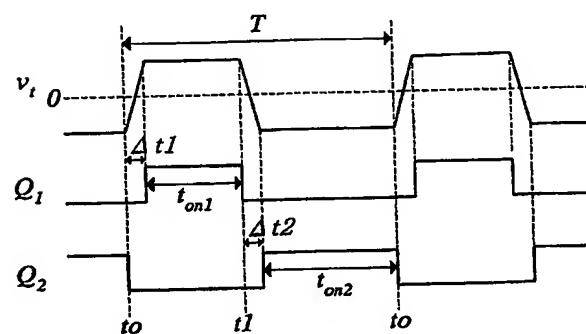
【書類名】 図面
【図 1】



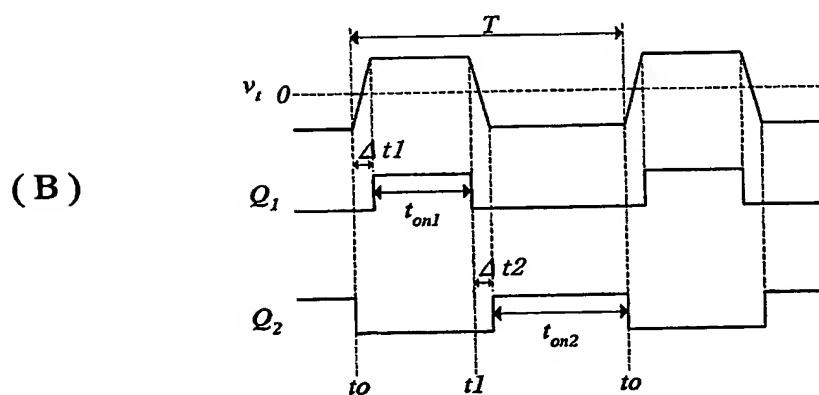
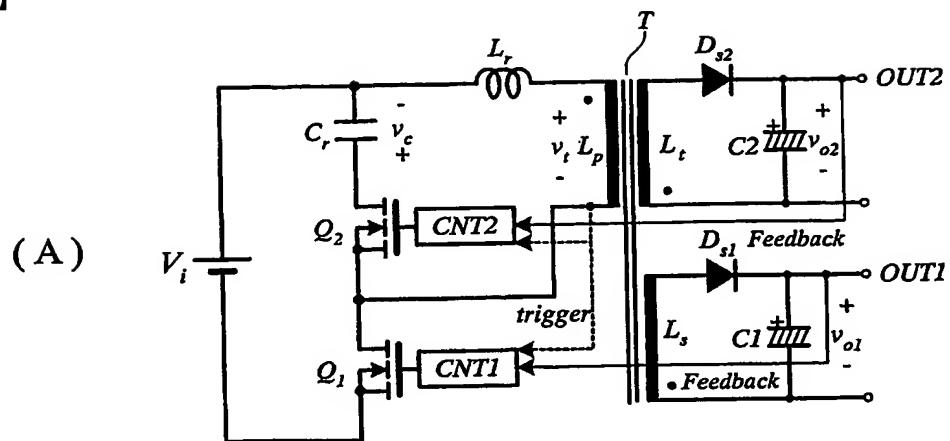
【図 2】



(B)

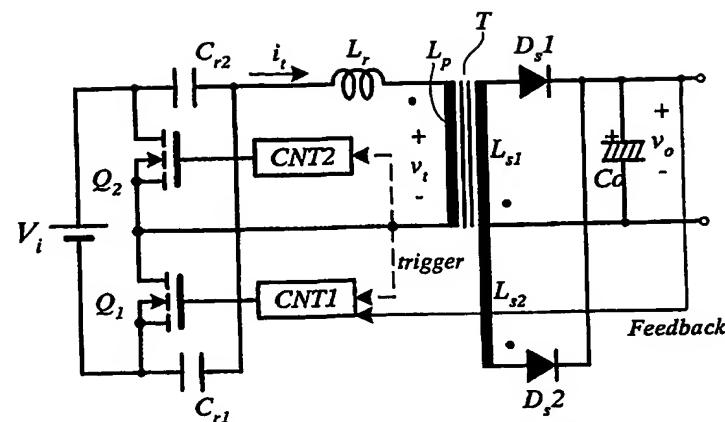


【图3】

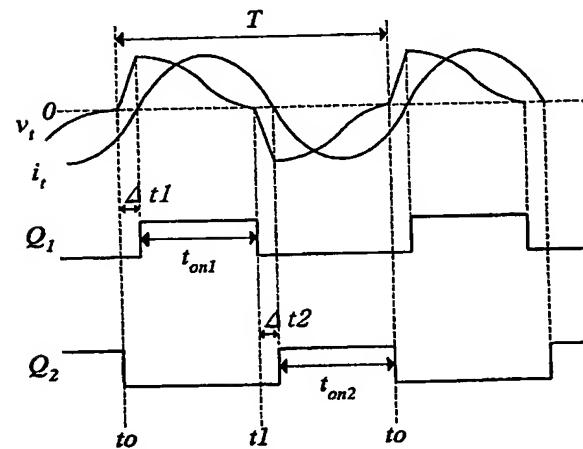


【図 4】

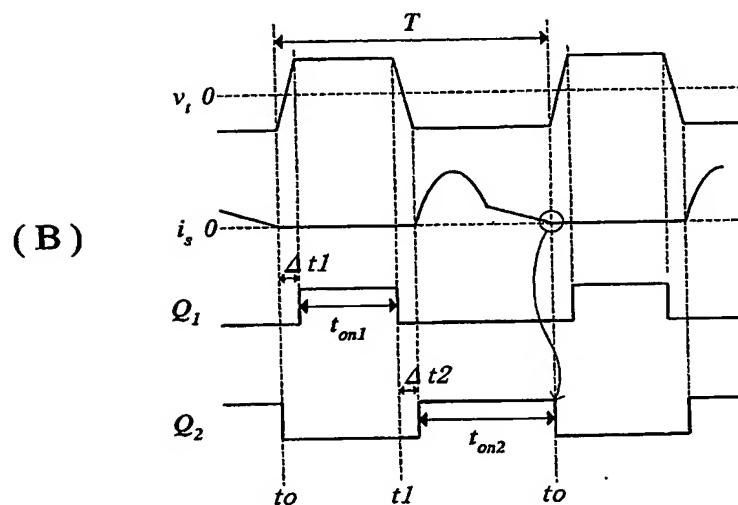
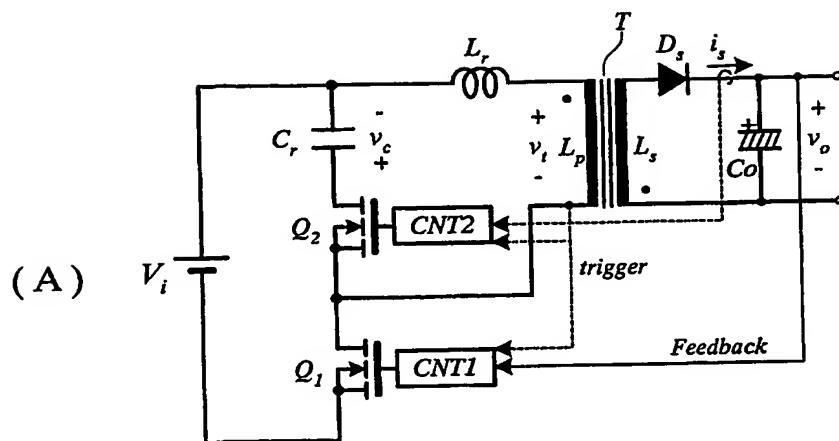
(A)



(B)



【図5】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】 複数のスイッチ素子の同時オンの問題を解消し、所定条件を満たす状態に制御する際の条件を複数定められるようにし、さらに基準となる発振回路も不要にする。

【解決手段】 第1のスイッチング制御回路C N T 1は整流ダイオードD s 1が非導通状態となり、トランジスト電圧V t が反転するタイミングをトリガとして所定の遅延時間の後にQ 1をターンオンさせる。第2のスイッチング制御回路C N T 2はQ 1のターンオフによりトランジスト電圧V t が反転するタイミングをトリガとしてQ 2をターンオンさせる。第3のスイッチング制御回路C N T 3はQ 2のターンオフをトリガとしてQ 3をターンオンさせる。C N T 1は第1出力電圧V o 1が所定値になるようにQ 1の期間t o n 1を定め、C N T 2は第2出力電圧V o 2が所定値になるようにQ 2のオン期間t o n 2を定め、さらにC N T 3は第3出力電圧V o 3が所定値になるようにQ 3のオン期間t o n 3を定める。

【選択図】 図1

特願 2004-027036

出願人履歴情報

識別番号 [000006231]

1. 変更年月日 1990年 8月 28日

[変更理由] 新規登録

住 所 京都府長岡市天神二丁目26番10号
氏 名 株式会社村田製作所

2. 変更年月日 2004年 10月 12日

[変更理由] 住所変更

住 所 京都府長岡市東神足1丁目10番1号
氏 名 株式会社村田製作所